

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公表特許公報 (A)

(11) 特許出願公表番号

特表平11-505971

(43) 公表日 平成11年(1999) 5月25日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

F I

H 0 4 B 7/10

H 0 1 Q 3/26

H 0 4 B 7/08

H 0 4 J 13/00

H 0 4 B 7/10

H 0 1 Q 3/26

H 0 4 B 7/08

H 0 4 J 13/00

A

Z

D

A

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 44 頁)

(21) 出願番号 特願平8-535159
 (86) (22) 出願日 平成8年(1996) 5月23日
 (85) 翻訳文提出日 平成9年(1997) 11月25日
 (86) 国際出願番号 P C T / F I 9 6 / 0 0 2 8 9
 (87) 国際公開番号 W O 9 6 / 3 7 9 7 4
 (87) 国際公開日 平成8年(1996) 11月28日
 (31) 優先権主張番号 9 5 2 5 3 1
 (32) 優先日 1995年5月24日
 (33) 優先権主張国 フィンランド (F I)

(71) 出願人 ノキア テレコミュニケーションズ オサケ
 ユキチュア
 フィンランド エフイーエン-02150 エ
 スプーケイララデンティエ 4
 (72) 発明者 ケスキタロ イルッカ
 フィンランド エフイーエン-90500 オ
 ウル コスキーティエ 5アー
 (72) 発明者 ムズツィンスキー パーター
 フィンランド エフイーエン-02630 エ
 スプーランサンクヤー 5セー
 (74) 代理人 弁理士 中村 総 (外6名)

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 アンテナビームを方向づけるための基地局の機器及び方法

(57) 【要約】

本発明はアンテナビームを方向づけるための方法及び基地局の機器 (100) に関する。その機器は、1つ以上のアンテナアレー (500、700-704、772-776)、アンテナアレーからの利得が所望の方向に最大になるようにアンテナアレー (500、700-704、772-776) によって送受信される信号を位相整合するための手段 (600-606、706、770) と移動局 (102) から受信された情報から接続品質情報を識別するための手段 (616) を備える1つ以上のチャネルユニット (504-508、738-742) を備える。周波数使用率及び接続品質を改善するために、チャネルユニット (504-508、738-742) は受信信号成分の入ってくる方向と遅延を検索するための手段 (604、732、802)、前記情報及び移動局から受信された接続品質情報に基づいて反対の伝送方向の位相整合手段 (606、770) を制御するための手段 (604、744、802) を備える。

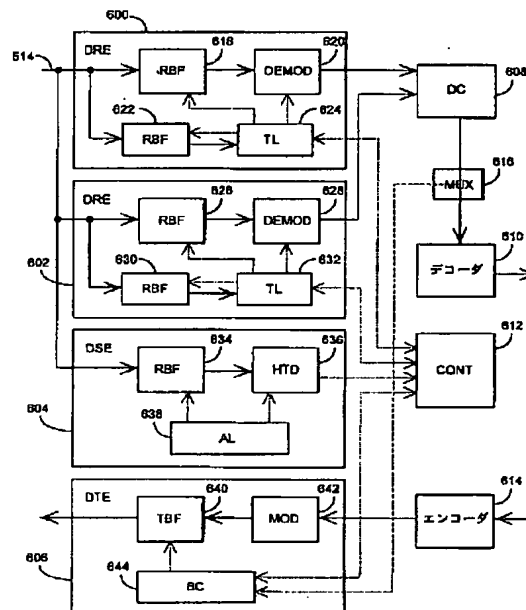


Fig. 6

【特許請求の範囲】

1. 受信された信号がいくつかの異なる経路に沿ってそれぞれ異なる遅延をもって到達し、いくつかの素子から成る1つ以上のアンテナアレー（500、700-704、772-776）と、アンテナアレーからの利得が所望の方向で最大となるようにアンテナアレー（500、700-704、772-776）によって送受信される信号を位相整合するための手段（600-606、706、770）と移動局（102）から受信された情報から接続品質に関するデータを識別するための手段（616）を備える1つ以上のチャネルユニット（504-508、738-742）を備える所望のユーザの信号を送受信するための基地局の機器（100）であり、チャネルユニット（504-508、738-742）が、受信信号成分の入ってくる方向と遅延を検索するための手段（604、732、802）と、前記情報と移動局から受信された接続品質データに基づいて反対の伝送方向の位相整合手段（606、770）を制御するための手段（604、744、802）を備えることを特徴とする基地局の機器。

2. 手段（616）が、移動局で受信された信号成分の数、品質、相対的な遅延に関する移動局によって伝送された情報を受信信号から識別することを特徴とする請求項1に記載の基地局の機器。

3. チャネルユニット（504-508、738-742）が、ダウンリンクの伝送方向で接続品質を最高にできるように、使用される伝送方向を重みづける位相整合手段（606、770）を備えることを特徴とする請求項1に記載の基地局の機器。

4. アンテナアレー（500）に接続された1群の無線一周波ユニット（500）、入力が無線一周波部分（500）からの信号から成り、アンテナアレーから得られた利得が所望の方向で最大となるようにアンテナアレー（500）によって受信された信号を位相整合するための少なくとも1つの手段（618）を備える1つ以上のチャネルユニット（504-508）、入力が位相整合手段（618）の出力信号である所望の受信信号成分を復調するための少なくとも

1つの手段（620）、受信信号成分の入ってくる方向と遅延を検索するための

手段（624、638）、前記情報に基づいて位相整合手段（618）と復調手段（620）を制御するための手段（624、638）を備えることを特徴とする請求項1に記載の基地局の機器。

5. 各チャネルユニット（504）がチャネルユニットの動作を統制する制御ユニット（612）、入力が無線一周波部分（500）からの信号から成る少なくとも1つの受信器ブロック（600-602）と少なくとも1つの探索器ブロック（604）、入力を受信器ブロック（600-602）からの信号から成るダイバーシティコンバイナ（608）、合成信号を復号するための手段（610）を備えることを特徴とする請求項4に記載の基地局の機器。

6. 探索器ブロック（604）が、入力が無線一周波部分（500）からの信号である位相整合手段（634）、ある入ってくる方向から受信されて位相整合手段（634）から得られた信号がある遅延を有する所望の信号成分を含むかどうかを検知し、前記信号成分の品質を測定するための手段（636）、受信された信号の所望の入ってくる方向と遅延を測定できるように、位相整合手段（634）と測定手段（636）を制御するための手段（638）、チャネル素子の制御ユニット（612）に各々の検知された信号成分の入ってくる方向、遅延、品質を伝達するための手段（636）を備えることを特徴とする請求項5に記載の基地局の機器。

7. 伝送器ブロック（606）が、入力がエンコーディング手段（614）からの信号である変調手段（642）、入力に変調手段の出力で可視な信号である位相整合手段（640）、伝送される信号の最大利得を所望の方向に向けるように位相整合手段（640）を制御するための手段（644）を備えることを特徴とする請求項5に記載の基地局の機器。

8. 位相整合手段（618、622、634）が各アンテナ素子で受信された信号成分を各成分に対して特別に設定された合成重みづけ係数で乗算するための手段（412-416）を備え、その係数は所定の増幅パターンの最大利得角度を所望の方向に導くことを特徴とする請求項1に記載の基地局の機器。

9. アンテナアレーからの利得が所望のビームの方向に最大となるように、受信

信号をアナログ式に位相整合するためのアンテナアレー（700-704）に接続された手段（706）、入力が位相整合された信号から成る1群の無線一周波ユニット（712-716）、無線一周波ユニットの出力に接続された、信号をデジタル化するための手段（718-722）、最良の信号成分の入ってくる方向に対応するアンテナビームの受信信号を検索し、前記成分の遅延を測定するための少なくとも1つの測定手段及びスイッチング手段（802、732）と、前記成分をチャンネルユニットの復調手段（804-808）に送るための手段（802、732）を備える、入力がデジタル化された信号から成る1つ以上のチャンネルユニット（738-742）を備えることを特徴とする請求項1に記載の基地局の機器。

10. アンテナアレー（772-776）の入力に接続された、アンテナアレーで伝送される信号をアンテナアレーからの利得が所望のビームの方向で最大となるようにアナログ式に位相整合するための手段（770）、位相整合手段の入力に接続され、入力が信号デジタル化手段（758-762）の出力信号から成る1群の無線一周波ユニット（764-768）、各チャンネル素子（738-742）から得られ、チャンネル素子からの制御に基づいて所望のアンテナビームに伝送される信号に接続する手段（744）、スイッチング手段（744）の出力に接続する、同じアンテナビームに向けられた信号を共に加算するための手段（754）を備え、加算手段の出力がデジタル化手段（758-762）の入力に接続されることを特徴とする請求項9に記載の基地局の機器。

11. アナログ位相整合手段（706）が多数の出力を有し、その各々の出力がある方向を向いているアンテナビームによって受信された信号を示すことを特徴とする請求項9に記載の基地局の機器。

12. スwitching手段（730-734）が、アナログ位相整合手段（706）のデジタル化された出力からの、中間周波数に変換されて入力において可視である所望の信号を、測定手段（802）の制御下で必要な復調手段（804-808）に導くこと、測定手段（802）が各復調手段をそこに導かれた信号と同期するように導くことを特徴とする請求項8に記載の基地局の機器。

13. 受信器が、デジタル化する前に位相整合された信号を増幅するための手段

(710)を備えることを特徴とする請求項8に記載の基地局の機器。

14. 位相整合手段(706)、無線一周波ユニット(712-716)、コンバータ手段(718-722)を物理的に同一のユニットに配置することを特徴とする請求項8に記載の基地局の機器。

15. アンテナアレーからの利得が所望の方向で最大になるように送受信される信号を位相整合することによって、いくつかの素子から成るアンテナアレー(500、700-704、772-776)で信号を送受信し、移動局(102)が基地局から受信した信号の品質に関する情報を基地局(100)に伝送するような基地局の機器(100)でアンテナビームを方向づけるための方法であり、基地局の機器(100)で、移動局(102)から受信された信号成分の入ってくる方向と遅延を検索すること、前記測定値と移動局から受信された接続品質情報に基づいて反対の伝送方向に伝送される信号の位相整合を制御することを特徴とする方法。

16. アンテナアレー(500)からの利得が所望の方向で最大となるようにデジタル化された受信信号を位相整合すること、位相整合及び復調手段(600)の位相を前記検索に基づいて制御することを特徴とする請求項15に記載の方法。

17. 与えられた角度間隔で所望の入ってくる方向にアンテナアレーからの利得が最大となるように、デジタル化された受信信号を徐々に位相整合することによって、また、拡散コードの異なる位相で各々の入ってくる方向の信号成分の強度を測定することによって、信号成分の入ってくる方向と遅延を受信信号から測定することを特徴とする請求項16に記載の方法。

18. 伝送される信号の位相整合において、所定の増幅パターンの最大利得の角度を所望の方向に向けるようにすることを特徴とする請求項16に記載の方法。

19. アンテナアレーからの利得が所望のビームの方向に最大となるように、アンテナアレー(700-704)によって受信された信号をアナログ的に位相整合すること、位相整合された信号をデジタル化すること、どのアンテナビームが最良の信号成分を受信しているかを受信信号から測定し、これらの成分の遅延を測定し、スイッチング手段(730-734)によって所望の信号成分を

復調手段（804－808）に導き、復調手段を前記成分と同期させるようにすることを特徴とする請求項15に記載の方法。

20. アンテナアレー（772－776）からの利得が所望のビームの方向で最大となるように、伝送される信号をアナログ式に位相整合すること、スイッチング手段（744）と加算器（754）が伝送される信号を位相整合手段（770）に導いて所望の方向に伝送するようにすることを特徴とする請求項19に記載の方法。

21. 伝送される受信信号をアナログ式に位相整合し、ある方向に向いている1群のアンテナビームを供給することを特徴とする請求項19に記載の方法。

【発明の詳細な説明】**アンテナビームを方向づけるための基地局の機器及び方法**

本発明は所望のユーザーの信号を受信したり送信したりするための基地局の機器に関する。その受信信号はいくつかの異なる経路に沿ってそれぞれ異なる遅延をもってその機器に到達する。そして、その機器は、いくつかの素子から成る1つ以上のアンテナアレーと、1つ以上のチャネルユニットを備える。そのチャネルユニットは、アンテナアレーによって伝送される信号及び受信される信号をアンテナアレーからの利得が所望の方向で最大となるように位相整合するための手段と移動局から受信された信号から接続品質情報を含む符号を識別する手段を備える。

本発明は何らかの多元接続方式を使用しているデータ伝送システムにおいて使用するのに適しているが、特に符号分割多元接続を使用している移動通信システムにおいて使用するのに適している。従来のFDMA方式及びTDMA方式に加えて、符号分割多元接続(CDMA)は多元接続方式の1つであり、拡散スペクトル技術に基づいていて、最近移動通信無線システムに適用されてきている。CDMAは従来の方式よりもいくつかの点で優れており、例えば、周波数利用率及び周波数計画の簡便さである。既知のCDMA方式の一例は広帯域移動通信無線標準EIA/TIA IS-95である。

CDMA方式では、データ信号よりもかなり広い帯域を持つ拡散コードによってユーザーの狭帯域データ信号は比較的広い帯域に拡散される。既知のテストシステムでは1.25MHz、10MHz、そして25MHzといった帯域幅が使用されてきた。拡散に関して、データ信号は使用される帯域全体に拡散する。全てのユーザーは同時に同じ周波数帯域を用いることによって伝送する。それぞれの拡散コードを基地局と移動局間の各接続で使用し、そして異なるユーザーの信号を受信器で各ユーザーの拡散コードに基づいて互いに識別する。

受信器に備えられている整合フィルタは所望の信号と同期され、その所望の信号を拡散コードに基づいて認識する。伝送の間に使用されたのと同じ拡散コード

で再度拡散することによってデータ信号は受信器で元の帯域に復元される。理想

的な場合には、いくつかの他の拡散コードにより拡散された信号は相関関係がなく、狭帯域には復元されない。それらは従って所望の信号に関する雑音のようになる。その方式の拡散コードは互いに直交する、すなわち互いに相関関係がないように選ばれるのが好ましい。

代表的な移動電話環境では、基地局と移動局との間の信号は送信器と受信器との間のいくつかの経路に沿って伝播する。この複数経路の伝播は主に周囲の面からの信号の反射によるものである。異なる経路に沿って伝播してきた信号は、異なる伝送遅延のために異なる時間に受信器に到達する。CDMAでは複数経路の伝播をダイバーシティと同様の方法で信号の受信に使用できる。一般的にCDMA方式で使用される受信器はマルチブランチ受信器構造であり、そこでは各ブランチはそれぞれの経路に沿って伝播してきた信号成分と同期される。各ブランチは独立した受信器の素子であり、その機能は一つの受信信号成分に構成して、復調することである。従来のCDMA受信器では、異なる受信器の素子の信号を有効にコヒーレントもしくはインコヒーレントに合成し、それによって良い品質の信号を得る。

CDMA方式はまたソフトハンドオーバーを適用でき、そこでは移動局はマクロダイバーシティを使用することによっていくつかの基地局と同時に通信する。このようにしてハンドオーバー中、移動局の接続品質は高く保たれ、ユーザーは接続の切れ目に気付かない。

所望の接続で他の接続により引き起こされる干渉は受信器で均等に与えられる雑音のようになる。受信器で検知された信号の入ってくる方向に従って角度変域で信号を調べると、これはまた事実である。このように所望の接続において他の接続によって引き起こされる干渉はまた受信器において角度変域で与えられるようになる。すなわち干渉は異なる入ってくる方向にかなり均等に与えられる。

CDMAの容量は周波数利用率により測定され、セクタ分割で更に改善されてきた。1つのセルは、指向性アンテナによって対応される所望のサイズの複数のセクタに分割される。このようにして移動局によって引き起こされる相互の雑音を基地局の受信器でかなり減少することができる。これは概して干渉は異なる入

ってくる方向間で均等に与えられるという事実に基づいており、セクタ分割によってその数は減少される。当然、セクタ分割は両方の伝送方向で行われる。セクタ分割によって、セクタ分割に比例して容量が増大する。

セクタ分割されたセルはまた特定の形式のソフトハンドオーバーを利用する。ソフトハンドオーバーでは、移動局は1つのセクタから別のセクタへのハンドオーバーを両方のセクタと同時に通信することによって行う。たとえソフトハンドオーバーが接続品質を改善し、セクタ分割がシステムの容量を増大しても、当然、移動局の動きは1つのセクタから別のセクタへいくつかのハンドオーバーを行っている局に通じている。これは基地局の制御装置の容量処理で行われる。いくつかのソフトハンドオーバーはまた、いくつかの移動局が同時に1つ以上（通常2つ）のセクタと通信する状態をつくる。それによって移動局の信号は広いセクタで可聴であるので、セクタ分割により与えられる増大された容量が失われる。

CDMA方式の多元接続の干渉はまた、異なる既知の多元接続干渉除去方式（IC）及びマルチユーザー検知（MUD）によって減少されてきた。これらの方法はユーザー自身のセル内でつくられた干渉を減少するのに最も適しており、このようにしてそのシステム容量は、干渉除去なしで実施されるシステムに較べて約2倍に増大される。しかしながら、これらの方法は既知の技術に較べて基地局の電波の届く領域の広さをあまり改善しない。また、IC/MUD技術は実施するのが難しく、それゆえそれらは主にアップリンク方向で開発されてきた。

開発されてきた別の方法はSDMA（空間分割多元接続）方式で、そこではユーザーはその位置に基づいて互いに識別される。これは基地局の受信器アンテナのビームを移動局の位置に従って所望の方向に調整するように行われる。この目的のために、そのシステムは適応性アンテナアレー、すなわちフェーズドアンテナを使用して受信信号を処理し、それによって移動局を追跡する。

CDMAに関連してSDMAを使用する方が、セクタ分割のような従来の方法よりもいくつかの点で優れている。もし、セクタ分割内のセクタのビームを周波数利用率を増大するために狭めるならば、1つのセクタから別のセクタへ行われるハンドオーバー数もまた増大する。これは同様に基地局の制御装置に要求される算定容量を非常に増大してしまう。

S DMAの適応に関して背景の技術はA. F. Naguib、A. Paulraj: 「基地局アンテナアレーを有するC DMA移動通信ネットワークの実施(Performance of CDMA Cellular Networks With Base-Station Antenna Arrays)」(PROC. International Zürich Seminar on Digital Communications, pp.87-100, Zurich Switzerland, March 1994)に図示されている。このようにS DMAにおいて信号はアンテナアレーによって受信され、その受信信号は、アンテナの指向性パターンが受信器での整形に続く段階に相当であるようにデジタル信号処理によって整形される。従来技術の装置では、受信信号は、所望の信号の信号対干渉の比率を最大化するように整形される。このように受信信号は、アンテナアレーの指向性パターンが所望の信号において他の接続によって引き起こされる干渉を最小化するように整形される。前記参考文献に従う装置では、各々の検知された信号成分を個々のビームに整形する。すなわち、インパルス応答をその整形前に認知しなければならない。

G. Xu、H. Liu、W. J. Vogel、H. P. Lin、S. S. Jeng、G. W. Torrence著の「周波数使用率の良い無線通信のための空間分割多元接続法の実験的研究(Experimental Studies of Space-Division-Multiple-Access Schemes for Spectral Efficient Wireless Communication)」(IEEE Int. Conf. On Comm. ICC 1994, New Orleans, USA, IEEE 1994) は、S DMAを適用して、伝送アンテナの指向性パターンを整形する方法を開示する。しかしながら、開示された方法は両方の伝送方向が同じ周波数であるシステムにおいてのみ適切である。

本発明の目的は伝送アンテナを方向づけるための基地局の機器及び方法を実現することである。それによって、周波数使用率を従来のC DMA方式に比べて更に改善でき、機器の技術的な実施がやはり有利であり、そこでは無線波の困難な伝播条件においても基地局と移動局間の良い接続品質を維持することができる。本発明の目的は、多次元検索の新しい形式と移動局によって伝送された接続品質情報を利用することによってC DMA環境においてS DMAを効果的に適用することである。本発明の適用では、伝送の両方向で同じ周波数であることは要求されない。

これは独立請求項の冒頭部に記載の形式の基地局の機器で実現され、チャンネル

ユニットが、受信信号成分の入ってくる方向と遅延を検索する手段と前記情報と移動局から受信された接続品質データに基づいて反対の伝送方向の位相整合手段を制御する手段を備えることを特徴とする。

本発明はまた基地局の機器でアンテナビームを方向づけるための方法に関する。その方法では、アンテナアレーからの利得が所望の方向で最大となるように送受信される信号を位相整合して、いくつかの素子から成るアンテナアレーで信号を送受信する。そこでは移動局は、基地局から受信された信号の品質に関する情報を基地局に伝送する。本発明に従う方法は、基地局の機器で移動局から受信された信号成分の入ってくる方向と遅延を検索し、反対の方向に伝送される信号の位相整合を前記測定値及び移動局から受信された接続品質情報に基づいて制御することを特徴とする。

本発明に従う方法は、CDMA方式を適用するシステムを含む従来の移動通信システムに較べて非常に良い周波数使用率となる。この方法は、使用されるチャネル数を10倍から100倍まで増大し、基地局の電波が届く領域の広さを5倍から10倍まで増大する。これは、伝送の間、移動局からの信号成分を基地局で有利に受信した方向に信号を方向づけると、他のユーザーに対する干渉がダウンリンクの伝送方向で非常に減少するという事実に基づいている。移動局によって伝送された接続品質情報に基づいて、伝播条件の変化に迅速に反応して伝送アンテナのビームと電力を変更することが可能である。

本発明の第一の好ましい実施例によると、信号処理をベースバンドでデジタル式に行うことができ、その後でアンテナのビームを受信信号の位相整合手段によって所望の方向に直接向けることができる。本発明の第2の好ましい実施例では信号位相整合がアナログ式に行われ、このようにして多数の一定のアンテナビームを生じる結果となり、それら一定のアンテナビームの中から所望の信号成分の最良の成分を受信しているビームを受信用に選択する。

以下に、本発明の好ましい実施例について添付図を参照してより詳細に説明する。

図1は移動局と基地局との間の信号の複数経路の伝播を図示する。

図2aは信号の複数経路の伝播によって引き起こされる散乱を時間変域上に図

示する。

図2bは信号の複数経路の伝播によって引き起こされる散乱を到達角度変域上に図示する。

図3は適応性アンテナアレーの可能な実施例を示す。

図4は基地局のアンテナのビームを移動局に向ける可能性を図示する。

図5は本発明に従う機器の可能な構成を図示するブロック図である。

図6は各チャネル素子の構成の一例を図示するブロック図である。

図7は本発明に従う機器の別の可能な例を図示するブロック図である。

図8は各チャネル素子の構成の2番目の例を図示する。

図9は各チャネル素子の構成の一例をより詳細に図示する。

以下で、本発明に従う方法及び機器を一例としてCDMA方式を用いてより詳細に説明するが、以下の記述に基づいて当業者にとって明らかなように、本発明はまた他の多元接続方式に関して適用できるので、その説明に制限されるわけではない。

図1は移動通信システムにおける伝送信号の一般的な複数経路伝播を図示する。図は基地局100及び基地局と通信する移動加入者機器102を示す。移動通信無線システム特有の特徴は移動局が無線波を反射して散乱する面で囲まれていることである。このような面は、例えば建物及び山や丘のような自然によって形成された壁である。一般的に移動局は全方向性アンテナパターンで伝送する。図は移動局から発生するいくつかの電波112、114、116を図示する。移動局102の近くに置かれた面104、108は伝送された信号を反射する。従って送信された信号はいくつかの異なる経路に沿って基地局100のアンテナに到達するが、異なる信号成分間の遅延はかなり小さい。図中の106に示されるより遠くに配置されたより大きな建物や山のような反射面は、いくらかさらに数十マイクロ秒遅れて基地局100に到達する信号成分114をつくる。また移動局と基地局との間の直接の接続を妨げる範囲内に障害物110がある。

図2aは、時間変域上に基地局の受信器で信号の複数経路の伝播によって引き起こされる信号成分の瞬時の遅延の一例を図示する。その概要図の水平軸200は時間を示し、垂直軸202は受信信号の電力を示す。図2aの例では基地局の

受信器は3つのかたまりの信号成分204、206、208を検知しており、その信号成分は受信器に異なる時間に到達し、その中で成分208は他よりも非常に遅延している。

図1の例が示すように、異なる信号成分は異なる時間に到達するだけでなく、異なる方向からも到達する。従って信号は時間変域内だけでなく角度変域内でも散乱するといえ、それは信号の到達角度 (α) によって記述される。図2bは、到達角度の作用として信号の複数経路伝播によって引き起こされる基地局の受信器での瞬時の散乱の一例を図示する。図2bの垂直軸202は受信信号成分の電力を示し、水平軸210は到達角度を示す。図2bの例では、信号成分212、214は2つの方向から到達する。

大きなセル、いわゆるマクロセルでは、基地局のアンテナは高いところに置かれ、一般的にその信号成分はほんの少しだけ異なる到達角度でアンテナに到達する。通常、それは移動局と基地局との間の直通の電波に近い。通常、基地局のアンテナが建物の屋根の下に置かれる小さなマイクロセルでは、信号成分の到達角度が非常に大きな散乱を示すことが分かっている。しばしば、移動局と同様に、基地局は近くに置かれたいくつかの反射面によって囲まれているからである。

アップリンク伝送方向での複数経路の伝播を上記に説明した。同一の現象がまた反対のダウンリンク方向でも発生するということは当然明白である。散乱と反射はそれ程周波数に依存しないので、複数経路の道筋は殆ど両方向に対称であるということもまた言える。しかしながら、深い信号のフェージングは異なる伝送方向に相互に独立しているということは注意されるべきである。従って、もし基地局が到達角度 α_0 で移動局から到達した信号成分を検知し、フェージングがないならば、同じ角度 α_0 での信号の送信は移動局の方向に信号を導く。

上記に基づいて、典型的な移動通信システムの複数経路の伝播環境は基地局において時間変域で異なって遅延するいくつかの成分と角度変域でいくつかの異なる方向から到達する成分に分けられた信号の受信につながる。加入者機器は移動するので、どちらの分布プロファイルも時間変域で変化するが、その変化はかなり遅く、すなわち数秒の範囲内であり、そしてそれらのプロファイルを同期させて測定することができる。

このように受信信号成分は、時間－角度変域、すなわち (α 、 τ) 変域で上記に図示されて受信信号の検知を改善するために本発明に従う基地局で使用できる上記で説明した形式の多次元性によって特徴づけられる。本発明に従う方法では、受信信号の最良の信号成分が多次元信号変域内で検知され、その受信器は、検知された成分が好ましく合成されて検知されるようにその最良の成分によって制御される。信号の品質のための最も簡単な基準は受信電力レベルであるが、また例えば信号対雑音比といった他の基準も使用できる。

本発明に従う機器は適応性アンテナアレーを使用し、そのアンテナアレーはいくつかの異なる素子からなる。図3は、本発明の第1番目の好ましい実施例に関して適用できる適応性アンテナアレーの可能な実施例を図示する。アンテナアレーはL個のアンテナ素子400、402、404を備えており、それらは例えば全方向性アンテナである。各アンテナ素子は無線周波部分406、408、410に接続されており、それらは既知の技術に従って受信信号を中間周波数に変換し、そしてその信号の(I、Q)成分のサンプルを抽出する。そして得られた合成サンプルは乗算器412、414、416において対応する合成重みづけ係数 W_i 、 $i = 1, \dots, L$ 、で乗算される。このように乗算されたサンプル422、424、426は加算器418を経由して受信器の他の部分に加えられる。

合成重みづけ係数 W_i は所望の形のアンテナパターンを実現するように、通常、適応性があるアルゴリズムに従って選択される。受信信号を整形する方法はベースバンド上でデジタル化された信号について行われるため、信号のデジタル位相整合と呼ばれるが、この整形によって、受信信号のアンテナ利得は所望の方向に向けられる。このようなアンテナアレーは指向性もしくは全方向性のアンテナ素子を備える。異なるアンテナから得られる信号を位相整合し、位相整合された信号を合成して、所望の方向に仮想のアンテナビームをつくる。同じ処理が伝送される信号についても行われ、それによって所望の放射パターンを実現する。

図4は4つの素子300、302、304、306が均等に直線上に並べられたアンテナアレーが、どのように移動局308への到達角度 α の強い指向性ビーム310をつくるかを図示する。小さな付随のビーム312－316の一群もま

た形成される。このようにこの指向性を、指向性をもつアンテナなしで信号位相整合で実現することができる。

本発明に従う装置では、受信器の多元接続干渉は角度変域内で方向づけられ、時間－角度ダイバーシティを適用している新型の受信器によってつくられるアンテナビームで減少される。本発明に従う装置では、受信信号から測定された到達角度を送信方向に使用することができ、それによって接続品質を両方の伝送方向で改善する。

以下では、CDMA方式で受信信号のデジタル位相整合を適用することに関する本発明の第一の好ましい実施例を最初に説明する。

基地局で使用される時間－角度ダイバーシティを適用している受信器はデジタル受信器手段を備えており、その手段は2次元(α 、 τ)変域内で受信信号成分を測定し、所望の信号成分を復調する。その復調の前に、受信されてデジタル化された信号サンプルは位相整合され、それによって受信信号のアンテナ利得を所望の信号の入ってくる方向に向ける。好ましい実施例では、位相整合によってつくられたアンテナビームは重みづけ係数 W_i とアンテナの形状によって決定される所定の波形を有するビームである。もしそのようにアンテナビームの波形が一定であるならば、各々の最大利得角度のためのこれらの係数を容易に算出できる。従って、位相整合は1つのパラメーター、すなわち到達角度 α にのみ依存するので、位相整合をすぐに調整することができる。

本発明に従う方法では、到達角度を見積もるためのMUSICのような既知の複雑な技術もしくは適応アルゴリズムのLMSやDMIのような既知の複雑な技術を適用する必要はない。これらのアルゴリズムは受信信号にとって最良のビームの波形の算出を可能にし、アンテナパターンの0ポイントを干渉源へ向けることによって所望の信号の信号対雑音比を最大化することができるけれども、このようなことはCDMAに関しては必要ない。上記のように、CDMAでは干渉信号は干渉源の何らかの明確な方向性を持たずに類似の雑音に分配されるからである。従って、干渉が均一に分配された環境では、所定の波形を有するアンテナビームの最大利得角度を最良の信号成分が受信される方向に向ければ十分である。これは既知の技術に較べてより単純な受信器の実現を可能とする。

本発明に従う方法において、受信器はこのように (α 、 τ) 変域内で所望の信号成分を検索する。これは、受信拡散スペクトル信号と所望の拡散コードとを相互相関させることにより、そして得られた測定結果を与えられたしきい値と比較することにより実施される。その検索は、チャネルインパルス応答の測定と各方向から受信された端末機器の信号エネルギーの収集とを同時に実施する与えられた領域上のアンテナビームの掃引として理解することができる。受信器はこのように最良の信号の受信方向とコード位相を検知し、これらの信号成分と同期させてこれらの信号成分を受信するための必要な数の復調手段を割り当てる。受信された復調された信号成分は受信器で好ましく合成される。最良の信号成分の検索は継続的に実施され、もし必要ならば復調手段の割当ては変更される。

受信器はこのように常に移動局から最良の信号成分が受信される方向を知る。この情報はまた本発明に従う基地局の機器でダウンリンク方向に使用される。これは、例えば送信器－受信器の制御装置が送信器ユニットに重要な信号成分を検知した方向を教えるといった方法で実施される。送信器ユニットは、アンテナビームの最大利得角度が所望の方向を向くように適応性アンテナアレーで伝送される信号を位相整合する。1つ以上の伝送ビームがあり、それらの数はまた受信器のビーム数とは異なる。

この方法はダウンリンク方向でも相当に干渉を除去する。伝送で使用されるアンテナアレーは受信で使用されるアンテナアレーと同じであっても良い。それはまた別個のアンテナアレーであっても良い。信号の位相整合は受信中と同じ方法により重みづけ係数で実施される。

本発明に従う装置は例えば既知の技術の移動局を使用し、その移動局は継続的に基地局から受信した信号から接続品質を測定する。この情報は例えば移動局が受信した信号成分の数、信号成分の相対的な電力レベル及び相対的な遅延、もしくは各信号の成分の信号対雑音比に関するデータを含む。

伝送アンテナビームのビームをダウンリンク方向に向ける時、本発明に従う装置は移動局によって測定された接続品質の測定値の結果を利用する。その原理は、伝送ビームの重みづけを最適化することによってダウンリンクの伝送方向の全体の品質を改善することである。測定結果によって、最良の信号品質を提供する

成

分に重みづけするかもしれない最悪の品質を提供する成分を改善するように、アンテナビームの重みづけを変更できる。

移動局は収集した測定結果を基地局に伝送する。移動局から受信された情報及び基地局自身が行った測定に基づいて、基地局は、移動局に向けられた信号の伝送のために使用するアンテナビームの数、波形もしくは方向を変える。これらの変化は徐々に実施されるので、移動局は変化する信号についていける。

もし前記の測定値が移動局での信号品質を改善しないことを測定結果が示すならば、基地局はまた各アンテナビームの伝送電力を調整するために移動局から受信した接続品質情報を用いる。

上記方法の1つの利点は例えば困難なフェージング状況において移動局は信号伝送で使用するアンテナビームのパラメーター、例えば、方向、波形や数を変更する要求を基地局に伝送し、それによって移動局によって受信される信号の品質をすぐに改善できることである。

従来の技術のCDMA方式は、各基地局によって伝送されて基地局の確認に使用されるパイロット信号を電力測定で使用し、移動局でのコヒーレントな受信を可能とする。既知の方式では、データ非変調拡散コード信号であるパイロット信号は基地局の電波が届く領域に実際のトラフィックチャネルと同様に伝送される。

本発明に従う方法で実現されるCDMA方式は、時間で変化するアンテナビームをデータ信号の伝送及び受信で使用するパイロット信号を伝送するための方法を適用する。そして時間で変化しない伝送方向に第1のパイロット信号を伝送し、そして時間で変化してデータ信号の伝送で使用する伝送方向に対応する伝送方向に第2のパイロット信号を伝送することが可能となる。

従って、時間で変化しない伝送方向に与えられたパイロット信号は、基地局の検知及びハンドオーバーの必要を検知するための電力の測定のために用いられる。使用されるアンテナ指向性パターンはデータ信号のパターンとは異なるので、その信号をコヒーレントな検知のための基準として使用することはできない。この目的のために、各データ信号に関連して同じアンテナパターンで伝送されるパ

後に移動局から受信されて合成された信号を復号する。得られたユーザーデータビットはベースバンドユニット510に更に加えられ、そのユニット510はそのビットをネットワークの他の部分に伝送する。

伝送方向に、ユーザーデータビットはネットワークの他の部分からベースバンドユニット510に到達し、そのユニット510はそのビットを標準チャネル素子504-508に伝送する。そこではそのビットを符号化し、拡散コードにより変調し、そして伝送される信号の位相整合をする。その位相整合は伝送されるアンテナビームの方向を決定する。得られたL個の信号は各アンテナアレー502の各々のL個の素子に加えられる。実際、受信アンテナアレー500及び送信アンテナアレー502は別々であるかもしくは伝送方向及び受信方向が適切な二重のフィルタで分けられている同じ物理的なアンテナアレーによって実現される。

伝送アンテナアレー502では、各チャネル素子から到達して各アンテナ素子に向けられた信号はアナログ形式に変換され、無線周波数に変換され、そしてアンテナ素子を経由して伝送される。

上記は単純化のために送信アンテナアレーと受信アンテナアレーの各々のグループで同じ数L個の素子としているけれども、本発明に従う装置では、送信アンテナアレー及び受信アンテナアレーは当然異なる数のアンテナ素子から成るものとしても良い。図はまた制御ブロック512を示しており、その制御ブロックは、基地局の制御装置からのメッセージに従って異なる接続にチャネルユニットを割当てるといったような、機器の異なるユニットの動作を制御する。

図6は本発明の第1の実施例に従う機器におけるチャネル素子の構成を図示しているブロック図である。チャネル素子は図に2つ示されている1つもしくはいくつかのデジタル受信器ユニット600、602、図に1つが示されている1つもしくはいくつかの探索器ユニット604、入力を受信器ユニットからの信号からなるダイバーシティコンバイナ608、ダイバーシティコンバイナ608の出力において可視である信号が入力に接続されているデコーダ610、そして制御手段612を備える。アンテナアレーから到達するL個のデジタル合成I、Qサ

パイロット信号を使用することは可能である。従って、そのパイロット信号は実際のデータ信号と同じ経路にそって伝播し、移動局でのコヒーレントな検知を可能と

する。

本発明に従う装置ではパイロット信号を比較的狭帯域のアンテナビームを用いてより遠くに伝送することが可能であり、このアンテナビームがセル領域を掃引するように、アンテナビームの最大利得角度を方向づけることができる。このようにしてパイロット信号を含むアンテナビームは灯台のようにセルを掃引し、そして連続のパイロット信号をセル領域全体へ伝送するのを避けることができる。パイロット信号をいくつかの掃引アンテナビームで伝送することもまた可能であり、そのアンテナビームは重複しないように位相整合される。基地局は制御チャネル上の移動局にパイロットチャネルが各領域を掃引する時間を伝達する。

以下に、本発明の第1の実施例に従う受信器の構成を説明する。図5は本発明に従う受信器の構成を図示しているブロック図である。受信器はL個の別個のアンテナ素子から成るアンテナアレー500を備える。アンテナアレーは線形、平面（2次元）もしくは全方向性である。アンテナアレー500は、いくつかの異なる方向からの異なる方法で遅延した複数経路一伝播信号を各々の移動局から各々のL個の素子で受信し、前置増幅を行い、信号を中間周波数に変換し、そしてL個の信号全てをデジタル化する。得られたL個のデジタル合成I、Qのサンプル514はチャンネル素子504、506、508の入力に加えられる。

以下でより詳細を説明するように、基地局と通信する各々の活動している移動局は1つのチャンネル素子によって対応され、そのチャンネル素子は受信信号と送信信号の両方についてデジタル信号処理を行う。各チャンネル素子は(α 、 τ)受信器と対応する送信器を備える。アンテナビームのデジタル整形機能は信号位相整合手段によって実現され、チャンネル素子で送信方向と受信方向の両方向に実施される。

受信方向に、チャンネル素子は角度一空間変域上で信号をフィルターし、受信信号成分を復調し、そしてダイバーシティコンバイナでそれらを合成し、そして最

ンプル514は全てのデジタル受信器ユニット600、602及び探索器ユニット604の入力に加えられる。もし、本発明に従う装置を送信器－受信器に適用するならば、本発明に従う送信器－受信器はまたエンコーダ614とデジタル伝送ユニット606を備える。

デジタル探索器ユニット604の動作を図6を参照して最初に検討する。従来

のRAKE受信器と同様に、探索器ユニットの機能は受信信号からの所望の信号成分を検索することである。本発明に従う装置では、新型の探索器ユニットは受信信号を (α, τ) 変域内で継続的に監視し、有益な信号成分を検索してそれらのパラメーター、すなわち到達角度(AoA)と遅延プロファイル、を制御手段612に与える。その制御手段612は、最良の成分を復調するために必要な数の受信器ユニットを順番に割り当てる。当然、チャネル素子が別の制御手段612を備えず、探索器ユニット604が直接測定された信号成分に関する情報を受信器のブランチ600、602に伝送するといったように、本発明に従う受信器を実施することもできる。

探索器ユニットは、アンテナアレーの無線周波部分から加えられた信号を位相整合するための手段634と、位相整合手段634の出力から得られた信号が与えられた遅延をもって受信された信号成分を含むかどうかを検知してこの信号成分の品質を測定するための手段636とを備える。探索器ユニットは更に、受信信号の入ってくる方向と遅延を測定できるように前記位相整合手段634と測定手段636を制御するための手段638を備える。

アンテナアレーの無線周波部分から加えられた信号を位相整合するための手段634は例えば上述の図3に示された形式の機器で実施され、その機器は合成係数 W_i ($i = 1, \dots, L$)での信号の乗算を含んでおり、それによって位相整合手段の出力信号で増幅されて可視である信号の到達角度を決定できる。上記のように、係数の各々の合成は、アンテナビームのある合成に対応する。位相整合手段(634)は手段638によって制御され、全ての必須の入ってくる方向の信号を検索する。

位相整合手段の出力はこのように手段638の制御に基づいて与えられた方向

から受信された信号に対応する信号を示す。測定手段636は、位相整合手段の出力において可視である信号を異なる遅延で測定する。その測定の目的は異なる遅延を持つ信号成分を検知することである。毎回測定された遅延は前記手段638で設定される。測定手段では、その手段の入力に置かれた信号の拡散を解き、合成信号エネルギーを測定して例えばチャネルのコヒーレンス時間を超えるエネルギーを2乗し、そして得られた測定結果を与えられたしきい値と比較する。

与えられたしきい値を超える強度を有する測定された信号成分のパラメーター、すなわち到達角度、遅延、そして電力はチャネル素子の制御手段612に与えられる。

手段638はこのように位相整合手段634及び測定手段の動作を制御する。本発明に従う装置において手段638は新しい方法で動作するけれども、手段638は従来のRAKE受信器の探索器ブランチに備えられた同期化回路に対応する。 (α, τ) 変域からの所望の信号成分の検索を手段638の制御下で多くの方法で行うことができる。上述のように、信号電力の測定法は信号品質のいくつかの他の測定法で置き換えられる。

最大利得の方向角度を与えられた角度間隔で変えるように、アンテナアレーによって受信されてデジタル化された信号を位相整合手段634で少しづつ位相整合することができる。可能性のある入ってくる方向の中から、互いに所望の角度間隔で配置される到達角度 α_j の代表グループが選択され、異なる遅延値で各々の入ってくる方向のそれぞれのエネルギーが測定される。それによって入ってくる方向に対する遅延プロファイル τ_k を得る。

別の方法は、測定手段636に例えば非指向性アンテナパターンで受信信号の遅延プロファイル τ_k を最初に測定するよう指示することである。信号成分が受信される時に起こり得る遅延をこのように検知する。位相整合手段634は、以降狭帯域ビームで異なる方向角度を掃引するよう指示される。そして測定手段は同時に、第1の測定方法で検知された前記の遅延で測定するよう導かれる。異なる遅延を持って到達した成分の入ってくる方向 α_j はこのようにして得られる。

検知された信号成分のパラメーターはこのようにしてチャネル素子の制御手段

612に与えられる。制御手段は受信器素子600、602を割り当て、受信器素子に信号成分の入ってくる方向及び遅延を伝えることにより最良の検知された信号成分を受信し復調するようにする。上述の通り、受信器素子を別の制御手段なしで探索器ユニット604によって直接制御することもできる。

デジタル受信器ユニット600、602の動作を図6を参照して次に検討する。従来のRAKE受信器においてと同様に、受信器ユニットの機能は、与えられた信号成分を受信して復調することである。チャネル素子の制御手段612は受信

器ユニットを割り当て、特定の信号成分を受信するようにする。そのパラメータは到達角度 α_j 及び遅延 τ_k である。

受信器ユニット600、602は、チャネル素子の制御手段612が測定された信号成分の位相と入ってくる方向についての情報を送る監視手段624、632を備える。監視手段は、入力アンテナアレーから得られたデジタル化された信号である受信器ユニットの第1の位相整合手段を制御する。位相整合手段618、626は、探索器ユニットに備えられた位相整合手段634と類似した構成になっている。到達角度 α_j に関連する制御ユニットから受信される情報に基づいて、監視手段は所望の入ってくる方向から到達する信号が位相整合手段の出力において可視であるように合成重みづけ係数 W_i ($i = 1, \dots, L$)を設定する。これは従って所望の方向を向いていて所定の波形を有する受信器アンテナビームとして理解される。

受信器ユニット600、602は更に、入力位相整合手段618、626から得られた信号から成る復調手段620、628を備える。監視手段624、632は、与えられた遅延 τ_k で到達する信号成分と同期させるように復調手段を導く。復調手段では、信号はコード位相として与えられた τ_k を使用する既知の技術に従って拡散を解かれ、復調される。得られた符号は遅延データと共にチャネル素子の他の部分に加えられる。

受信器ユニット600、602は更に、入力アンテナアレーから得られたデジタル化された信号から成る第2の位相整合手段622、630を備える。第2

の位相整合手段の出力信号は監視手段624、632に加えられる。受信信号成分の入ってくる方向及び遅延のおこり得る変化を検知するために受信器に割り当てられた信号成分の現在のパラメーター (α_j 、 τ_k) の環境を第2の位相整合手段で測定することにより、監視手段は第2の位相整合手段の動作を制御する。この目的のために、第2の位相整合手段は、信号を位相整合するための第1の位相整合手段に類似する合成係数とインパルス応答を測定するための探索器ユニットに配置された測定手段636に類似する手段とを備える。もし監視手段が第2の位相整合手段によって所望の信号成分の入ってくる方向 α_j もしくは遅延 τ_k の変化を検知するならば、これらの監視手段はこのデータを第1の位相整合手段

と復調手段に与える。

既知の技術は測定手段624、632を拡散スペクトル方式、例えば本発明に従う装置で利用できるアーリー-レイトゲートで実施できるいくつかの方法を開示する。与えられた時間差 $\Delta \tau$ で2つのエネルギー測定を実施することによって、これらの回路はコードタイミングエラーを測定する。一般的にその時間差は現在の設定されたポイント τ_k の環境における拡散コードのチップタイムの何分の一かである。エネルギー測定は第2の位相整合手段622、630の測定手段で行われ、遅延が変化するにつれて公称の設定ポイント τ_k によって要求される訂正データを提供する。

同様に、信号の到達角度 α_j の変化を第2の位相整合手段によって測定することができる。例えば、与えられた遅延 τ_k で、そして位相整合手段によって現在の到達角度 α_j から両方向に角度 $\Delta \alpha$ だけ偏向されたアンテナビームで2つ以上のエネルギーを測定をすることが可能である。一般的に使用される偏向 $\Delta \alpha$ はアンテナビームの幅の何分の一かである。

監視手段624、632はこのように第2の位相整合手段622、630によって行われるエネルギー測定を制御し、信号をいつも最大可能エネルギーで受信できるようにする。監視手段は変更されたパラメーター (α_j 、 τ_k) に関するデータを第1の位相整合手段、復調手段、そしてチャネル素子の制御手段612にも与え、必要であればそのデータを伝送方向で 사용할できるようにする。

受信信号の上記の最大化を従来方式使用された受信器のアンテナダイバーシティと比較できる。従来方式では、受信信号の数波長分の距離で互いに配置された2つ以上のアンテナで信号を受信する。本発明に従う受信器では、もし到達角度 α_j で受信された信号を深く長いフェージング状況で得るならば、受信器のビームの角度を小さな角度 $\Delta\alpha$ だけ変えることによって、そのフェージングをおそらく排除することができる。従って、互いに与えられた距離で配置された2つの別々のアンテナは必要ない。

チャネル素子のダイバーシティコンバイナ608とデコーダ610の動作は従来技術のダイバーシティ受信器における動作と類似している。異なる受信器素子から到達する符号シーケンスの遅延 τ_k を考慮して補償することによって、ま

た最大比率の合成を得るためにそれらの信号対雑音比に応じて異なる符号のシーケンスを重みづけることによって、コンバイナ608はそれらの異なる受信器素子から到達する符号のシーケンスを合成する。このようにして得られた合成符号のシーケンスはデコーダ610に加えられ、通常、そのデコーダはまずインタリーブを解除し、符号をユーザーデータビットに復号する。一般的にCDMAアプリケーションは強力なコンボリューションコーディングを使用する。そのための検知の最良の方法は柔軟な判定を提供するビタビアルゴリズムである。

上記チャネル素子を、アクセスチャネルを感知して受信するのにも使用できることは明らかである。その場合には、呼設定メッセージを伝送している移動局の正確な位置は分からないので、受信方向で使用するアンテナビームはより広いアンテナパターン、すなわち例えば 120° の広さのアンテナパターンを持つ。

デジタル伝送ユニット606の動作を図6を参照して次に検討する。ユーザーデータビットは最初にエンコーダ614に加えられ、一般的にそのエンコーダはコンボリューションコードでビットを符号化し、符号化された符号をインタリーブする。得られたインタリーブされた符号は拡散スペクトル変調器642に加えられ、その変調器は普通の変調を行う。全ての上記機能は既知の技術に従って実施できる。

本発明では、伝送ユニットは、一方、受信された信号に応答して伝送信号をデ

デジタル式に制御して位相整合するための手段644、640を備える。本発明に従う伝送ユニットでは、伝送ビームを調整するための手段644は、移動局からの信号を受信するために異なる受信器ユニット600、602で使用される入ってくる方向についての情報を入力においてチャンネル素子の制御手段612から受信する。制御手段612は探索器ユニット604により検知された信号の他の入ってくる方向も伝えるが、必ずしも全ての方向が信号受信で使用されるわけではない。

伝送ビームを調整するための伝送ユニット手段644は位相整合手段640を制御し、L個のアンテナ素子によってJ個のアンテナビームをつくるJ×Lの合成重みづけ係数 W_{ij} ($i = 1, \dots, L$; $j = 1, \dots, J$)を所定のビーム形成関数から計算する。アンテナビームの方向と数に加えて、手段644は、

各ビームで使用されて手段644がチャンネル素子の制御手段612から得る伝送電力を指示することにより、位相整合手段640を制御する。

位相整合手段640の構成は受信方向の上記の位相整合手段618、626、634に類似している。位相整合手段において、変調手段642から加えられた出ていく信号のデジタル化された(I、Q)サンプルはこのようにしてL個の合成重みづけ係数によって乗算される。それらの係数においてLはアンテナ素子の数であり、以下の通りである。

$$V_i = \sum_{j=1}^J g_j W_{ij}, \quad i = 1, \dots, L$$

それによってL個の合成サンプルのシーケンスがアンテナアレー用に得られる。合成乗算はまた実測変数 g_j ($j = 1, \dots, J$)を使用し、その変数は調整手段644から得られ、そして各アンテナビームの個々の電力調整のために使用される。調整手段644はまた使用される周波数を指示し、重みづけ係数 W_{ij} が正しく設定されるようにする。

本発明に従う装置は、移動局が受信した信号に基づいてつくり、制御チャンネルかトラフィックチャンネルで基地局に伝送する測定値報告に含まれる特別なビーム制御情報を使用する。本発明に従う機器は受信信号からこれらの測定値報告を分

離して検知するための手段616を備える。もし迅速な応答が求められるならば、その検知はデコーダ610の前に既に行われていなければならない。前記ビーム制御情報は伝送ユニットの調整手段644に送られる。

伝送ビームを調整するための手段644はチャネル素子の制御手段から得られた情報と移動局によって伝送されたビーム制御情報に基づいて位相整合手段640を制御する。異なる方法でパラメータ α_j と g_j ($j = 1, \dots, J$)を変更することによって、多くの方法で調整をすることができる。その調整によって、ビームの重みづけを変更して、ダウンリンク方向での接続品質をできる限り良くすることができる。例えばいくつかのアンテナビームで使用される電送電力を個々に調整でき、もしくはあるアンテナビームの方向角度 α_j を与えられた角度 $\Delta\alpha$ によって変更でき、もしくは使用されるアンテナビーム数を変更できる。

これらの測定値で、フェージングのような無線経路上で発生する信号品質の劣化を補償することが可能となる。

本発明に従う装置において、伝送ユニット606の調整手段644は与えられた方向角度 α_j の環境の中で小さな角度 $\Delta\alpha$ だけ使用されるアンテナビームの1つもしくはいくつかの方向を偏向できる。このような偏向により、移動局が長時間深いフェージングになる可能性を減少することが可能となる。アンテナビームの方向角度は継続的に公称の方向角度 α_j の周りを揺れるので、無線経路上を伝わる信号は継続的に同じ経路を使用しない。この方法はダウンリンク方向へのアンテナダイバーシティの新しい形式と考えられる。

更に本発明に従う装置において、調整手段644は広いアンテナビームを有する高電力信号を重みづけ係数 W_{ij} ($i = 1, \dots, L$; $j = 1, \dots, J$)と変数 g_j ($j = 1, \dots, J$)の適当な調整でアンテナアレーから得るように位相整合手段640を制御できる。得られたアンテナパターンは例えばセクタパターンもしくは全方向性パターンであっても良い。例えばデーター非変調パイロット信号をこのようにパーマネントアンテナパターンで伝送することができる。同じ方法を制御チャネルの伝送にも適用することができる。

また本発明に従う装置において、調整手段644は、重みづけ係数 W_{ij} ($i =$

1、・・・、L； $j = 1、・・・、J$ ）と変数 g_j （ $j = 1、・・・、J$ ）の適当な調整で、より狭帯域のアンテナビームを有する1つもしくはいくつかの信号をアンテナアレーから得るように位相整合手段640を制御することができ、信号の最大利得角度が継続的にセル領域を掃引するようにする。得られたアンテナパターンをデータ-非変調パイロット信号を伝送するために使用できる。

本発明の第2の好ましい実施例を以下に記述する。その実施例では、送信される受信信号のアナログ位相整合がCDMA方式に適用される。

図7は本発明の第2の好ましい実施例に従う機器の一例を図示するブロック図である。機器は受信方向に所定の数L個のアンテナ素子700-704を備え、そして伝送方向に1群のアンテナ素子772-776を備える。送信器-受信器では伝送アンテナ及び受信アンテナは同一であり、それによって二重のフィルタが使用され、異なる伝送方向にそれぞれ分けられる。図は異なる伝送方向のた

めの異なるアンテナ素子を示す。アンテナ素子によって形成されたその群は線形、平面（二次元）もしくは全方向性である。アンテナアレーは各移動局からL個の素子の各々で、いくつかの異なる方向から異なる方法で遅延した複数経路-伝播信号を受信する。

アンテナ素子はRXマトリックス706に接続される。そのマトリックスは、マトリックス出力708がK個の信号出力から成り、そのK個の信号出力の各々が所定の信号の入ってくる方向に向いているアンテナビームによって受信された信号に対応するように、アンテナ素子によって受信されたアナログ信号を位相整合する。マトリックスは、受動90°ハイブリッド及び移相器で実現されるバトラーマトリックスのような従来の技術の装置によって実施される。マトリックス706でつくられるアンテナビームの数Kは必ずしもアンテナ素子の数Lに一致しない。

このように受信方向でアンテナによって受信された信号を位相整合し、そして伝送方向でアンテナによって伝送される信号を位相整合することによりアンテナビームを得る。アンテナビームの数はマトリックス706の実施に依存し、そしてそのビームは互いに所望の角度間隔で設定されて所望の広さに形成される。

マトリックス出力信号708を、もし必要であるならば、低ノイズ増幅器710の1群に加える。その増幅器はケーブル減衰や他の損失を補償する。この方法で増幅されたL個の信号は無線周波部分712-716に加えられ、その無線周波部分は各信号を逐次変換して中間周波数にし、また各信号を必要なフィルタにかける。無線一周波部分は既知の技術に従う方法で実施される。

中間一周波数信号はそれからコンバータ手段718-722に加えられ、そのコンバータ手段はアナログ信号をデジタルサンプルに変換する。その変換は既知の技術に従う方法で商用的に使用可能な部品で行われる。一般的に、I及びQ成分の合成サンプリングはその方法で行われる。

コンバータ手段718、720、722の出力信号724、726、728は更に各チャネル素子の前に置かれたRXスイッチ732、734、730を經由して1群のチャネル素子738、740、742に加えられる。全てのコンバータの出力信号730が全てのRXスイッチに加えられる。各RXスイッチはこの

ようにK個の入力及び対応するチャネル素子に加えられる1つもしくはいくつかの出力信号から成る。RXスイッチの機能は、所望のアンテナビームによって受信された信号をチャネル素子からの制御に従ってチャネル素子の必要な部品に導くことである。

当然、上記の受信器の構成もまた1つもしくはいくつかの前記の部品（アンテナ素子700-704、増幅器710、無線一周波部分712-716そしてコンバータ手段718-722）を互いに統合し、もしくは別々に配置するように実施できる。このような場合には、実施の詳細は、当業者にとって明らかなように、例えばもし無線一周波部分がアンテナアレーに接続して配置されるならば、増幅器710は必要ないといったように変わる。

以下に、本発明の第2の実施例に従う受信器のチャネル素子の構成と動作を図8のブロック図により説明する。チャネル素子は図には3個の手段が示されている信号を復調するための1つもしくはいくつかの手段804、806、808、図に1つが示されている1つもしくはいくつかの探索器ユニット802、入力を受信器ユニットからの信号から成るダイバーシティコンバイナ608、ダイバー

シティコンバイナ608の出力において可視である信号が入力に接続されているデコーダ610を備える。

RXスイッチ732の入力 $I_{n\#1} - I_{n\#K}$ はこのようにコンバータ手段718-722からのK個の信号から成る。チャネル素子738はこのように探索器ユニット802を備えており、その機能は多次元信号変域から最良の信号成分を検索することであり、第1の実施例の探索器ユニットについて説明したのと同様である。本実施例では、探索器ユニット802は、RXスイッチの入力から最良の信号成分をRXスイッチの各入力から遅延プロファイルを測定することによって検索する。RXスイッチの各入力はこのようにある方向から到達する信号成分に対応している。遅延プロファイルの測定は、従来のRAKE受信器の探索器ブランチで実施するのと同じ方法で実施される。測定の結果として、探索器ユニットはこのように最良の信号成分の入ってくる方向と遅延を検知する。探索器ユニットは復調手段804、806、808を最良の成分と同期するように導く。これは、各復調手段に所望の成分の遅延に関する情報を与えることによって、ま

たRXスイッチからのこの方向の信号を対応する復調手段に加えることによって実施される。

復調手段804、806、808はこのように与えられた信号を復調し、信号の遅延と入ってくる方向の変化を監視し、そしてもし必要であれば、RXスイッチによって新しいアンテナビームの受信を開始する。復調手段の出力信号はダイバーシティコンバイナ608に加えられ、好ましくは、そのコンバイナは復調された符号を合成し、伝送情報を検知する。ダイバーシティコンバイナの出力信号は更にデコーディング手段610に加えられ、そのデコーディング手段は符号のインタリーブを解除し、情報のシーケンスを復号する。

上記受信器の構成はこのようにアナログ位相整合の手段によって本発明に従う装置を実現する。受信において、多数(K個)の固定されたアンテナビームが位相整合によってつくられ、アンテナビームによって受信された成分から最強の信号成分が復調のために選択される。端末機器が移動して信号の入ってくる方向が変化すると、最良の信号強度を与えるアンテナビームの信号が常に復調のために

選択される。

本発明の第2の好ましい実施例に従う伝送構成を図8を参照して以下に検討する。

ユーザーデータビットは最初にエンコーダ614に加えられ、一般的にそのエンコーダはコンボリューションコードでそのビットを符号化し、符号化された符号をインタリーブする。得られたインタリーブされた符号は拡散スペクトル変調器642に加えられ、その変調器は普通の変調を行う。全ての上記の機能は既知の技術に従って行われる。

本発明では、伝送器手段は受信された信号に応答して伝送される信号のアナログ位相整合を制御するための手段802を更に備える。その探索器ユニット802が実施する測定に基づいて、探索器ユニット802は最良の信号成分を受信する方向角度と対応するアンテナビームを知る。探索器ユニットはこのようにしてこれらの成分を受信するように1群の復調手段を割り当てる。実際の実施では、伝送端の制御は探索器ユニットもしくは別の制御ユニットで行われる。単純化のために、最初の選択案だけをここに説明するが、本発明をそれに制限するわ

けではない。あらゆる場合に、本発明の思想は両方の選択案で同一である。上記のように、本発明に従う装置では、信号を反対の伝送方向に伝送する時、良い信号レベルをもつ検知された入ってくる方向を使用する。

伝送器部分の実施を図7によって以下に検討する。伝送器は与えられた数Lのアンテナ素子772、774、776を備えており、そのアンテナ素子はこのように受信方向でのアンテナ素子と同じである。アンテナ素子はTXマトリックス770に接続され、そのマトリックスの機能は異なるアンテナ素子に伝送される信号をアナログ的に位相整合し、指向性パターンの主要なビームが所望の方向を向くようにすることである。TXマトリックスの入力はK個の信号756から成り、その信号はD/Aコンバータ758-762でアナログ形式に変換され、無線一周波部分764-768で無線周波数に変換されて増幅される。受信端の説明で既に説明したように、上記の構成部分を実際にいくつかの方法で共にもしくは個別に実施できる。このことは当業者にとって明らかである。

TXマトリックスは入力に配置されたK個の信号を、アンテナがアンテナビームをK個の異なる方向に与え、アンテナビームの方向は固定していて、所望の領域を互いに覆うように位相整合する。TXマトリックス770の実施はRXマトリックス706に類似しており、例えば受動90°ハイブリッド及び移相器で実施されるバトラーマトリックスで実施される。マトリックス770でつくられたアンテナビームの数Kは必ずしもアンテナ素子の数Lに一致しない。

変調されたデータ信号と探索器ユニットからの制御746は各チャネル素子738、740、742からTXスイッチングマトリックス744に加えられ、そのマトリックスから信号は更に加算手段754に加えられる。スイッチングマトリックス744と加算手段754の動作を図9によってより詳細に検討する。

TXスイッチングマトリックスは各チャネルユニットに対応するTXスイッチ900、902、904を備え、そのスイッチの入力はチャネルユニットから到達する変調された伝送データ信号とチャネルユニットの探索器ユニットからの制御信号746、748、750の両方から成る。TXスイッチの出力はK個の、すなわち伝送アンテナビームと同じ数の出力746a-746iから成る。各TXスイッチの機能は、チャネル素子からの制御に基づいて信号をチャネル素子

から正しい伝送ビームに送り、他のチャネル素子からくる信号を共に加算し、同じビームに向くようにすることである。TXスイッチはチャネル素子からの制御に応じて、すなわち信号がどのアンテナビームに向けられているかに応じて、入ってくるデータ信号を1つもしくはいくつかの出力Txout#1-Txout#Kにする。各出力は信号レベルで重みづけられた二次のデジタルサンプルである。

スイッチの各出力746a-746iは加算手段745のK個の加算器906-910の1つに加えられる。各加算器は、異なるチャネルユニットから到達し、与えられたアンテナビームに向けられたデータ信号を共に加算する。出ていくサンプルのための必要なビット数は関数 $2 * (\log(n) + m)$ で得られ、ここではnは加算器の入力（チャネルユニット）の数、logは2を底とする対数、そしてmはサンプルのビット数である。

上記の通り、TXスイッチの各出力756a-756cは対応するコンバータ手段758-762に加えられ、更にアナログ位相整合マトリックスを経由してアンテナに加えられる。

本発明の第2の好ましい実施例は、特別なビーム制御情報を使用する。その情報は、移動局が受信信号に基づいてつくり、移動局が基地局に伝送する信号に加える測定値報告に含まれる。図8を参照すると、本発明に従う受信器は、受信信号からこの測定値報告を分離して検知するための手段616を備える。遅延を避けるためにその検知をデコーダ610の前に既に実施してしまいうことができる。これらのビーム制御情報は、チャネルユニットの探索器ユニット802に送られる。

探索器ユニット802は、測定した情報及び移動局によって伝送されたビーム制御情報に基づいて伝送で使用するアンテナビームを選択し、ダウンリンク方向での接続品質を最大化する。

本発明の第2の好ましい実施例では、パイロット信号の伝送で使用するアンテナビームを変更して、各々のアンテナビームを順番に使用してパイロット信号を伝送するように、狭帯域アンテナビームの形式でセル領域を掃引するパイロット信号を実現できる。それによって、パイロット信号はセル領域を順番に掃引する。

添付した図を参照して例で本発明を上記に説明したが、本発明はそれに制限されないことは明らかであり、添付された請求項で開示された本発明の思想の範囲内で多くの方法で本発明を変更することができる。

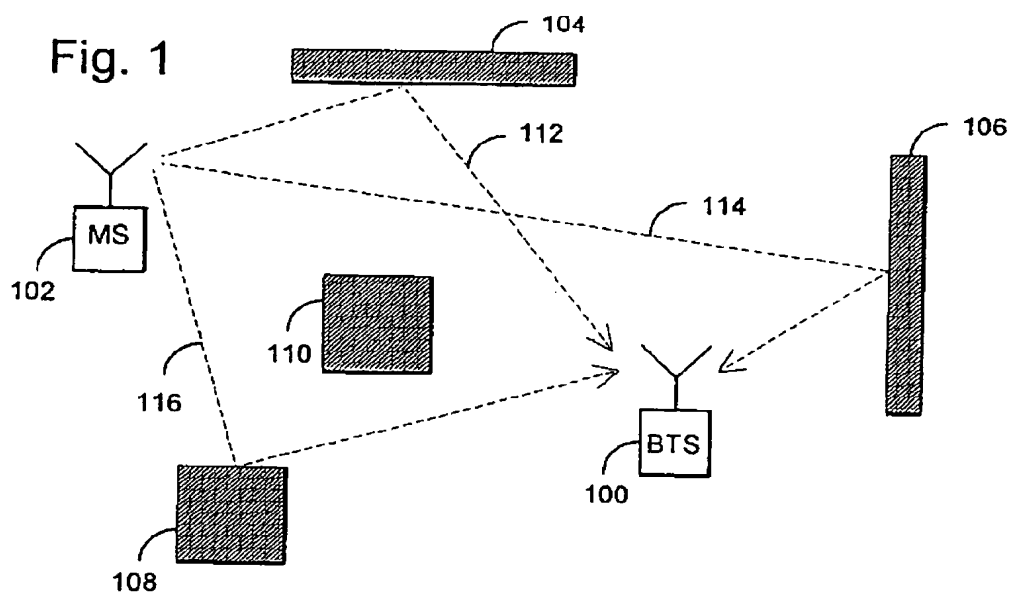
アンテナビームの並びを例えば垂直方向と水平方向の両方に使用することができる、それによって上記(α 、 τ)変域を(α 、 β 、 τ)変域として理解することができる。そこでは α は垂角度度、ベータは水平角度、 τ は遅延である。

1つの可能性はコヒーレント、インコヒーレント、もしくは差分コヒーレントな変調方法及び復調方法をチャネル素子で使用するものである。例えば、移動局でコヒーレントな復調を可能とするために、基地局は、位相基準として各アンテナビームにデータ変調せずに付加された拡散コード化信号を含んでも良い。代替

案として、既知の基準符号を同じ目的のために使用できる。

本発明の1つの選択可能な実施例は、チャネル素子のデジタル位相整合手段618-634を1つの共通の位相整合手段ブロックに配置することであり、その場合、その共通ブロックは全てのチャネル素子に対応する。

【図1】



【図2】

Fig. 2a

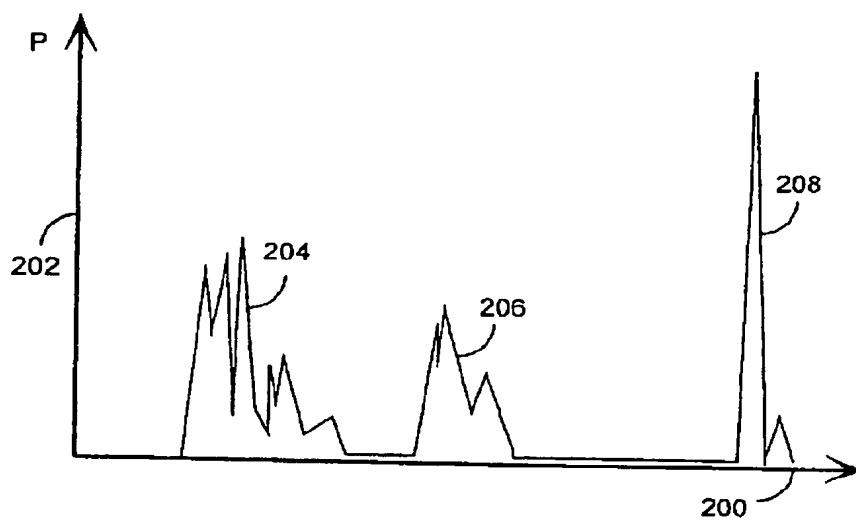
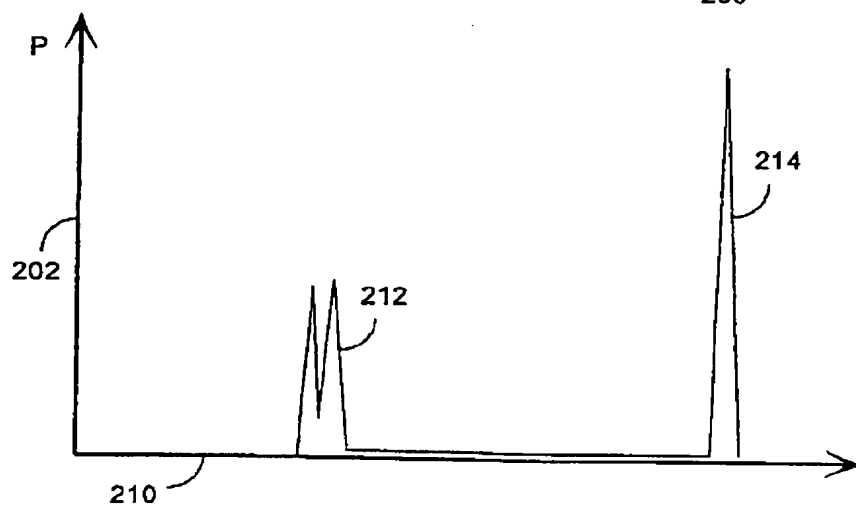


Fig. 2b



【図3】

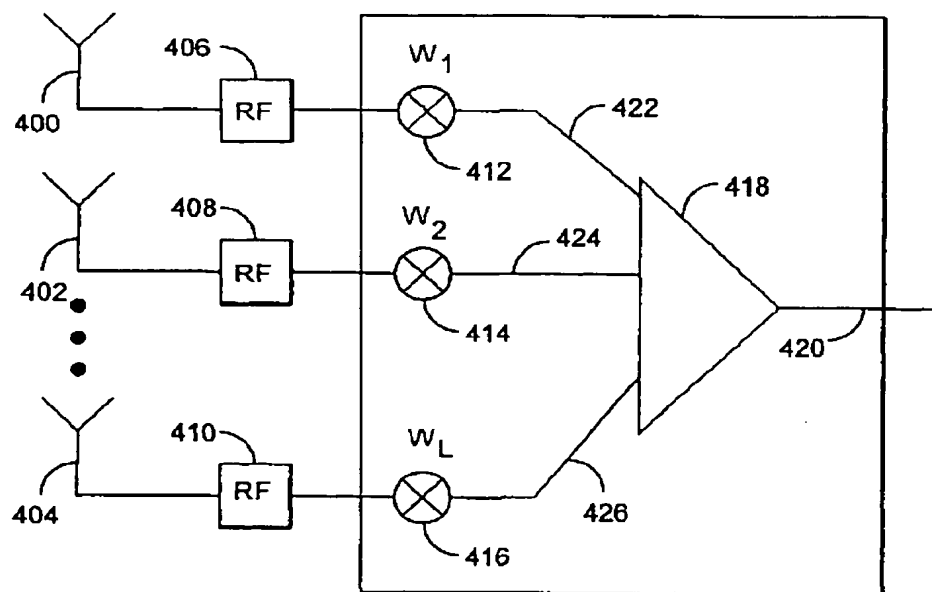


Fig. 3

【図4】

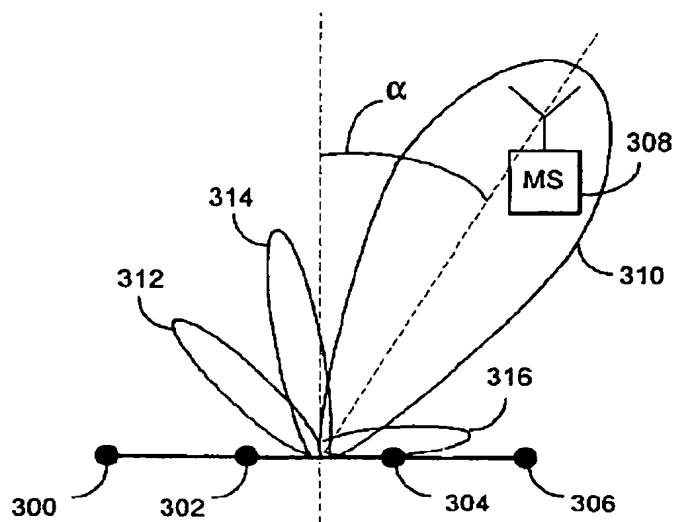


Fig. 4

【図5】

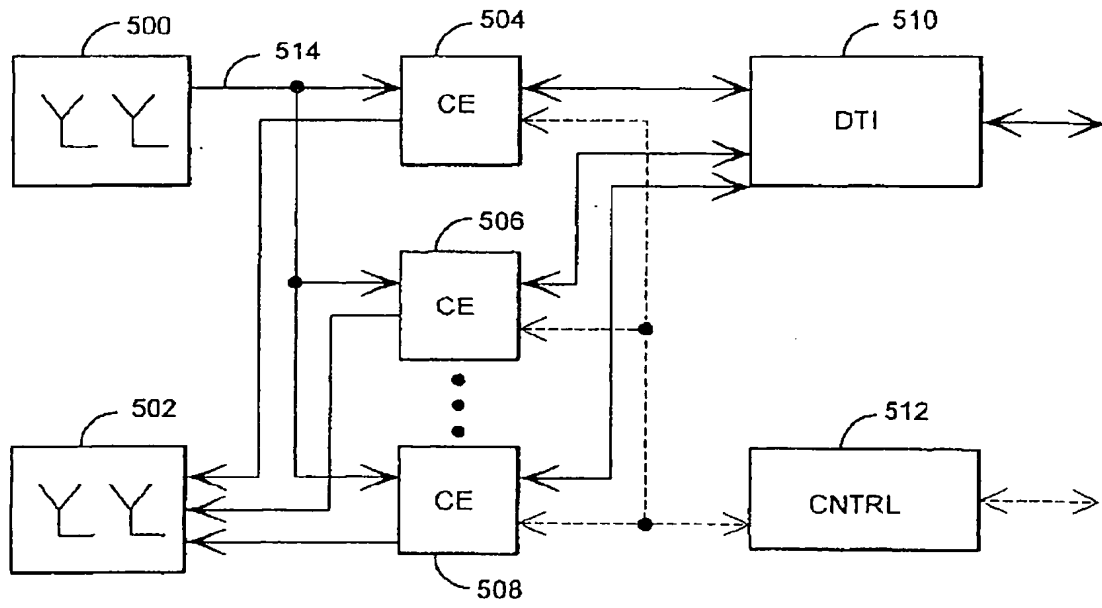
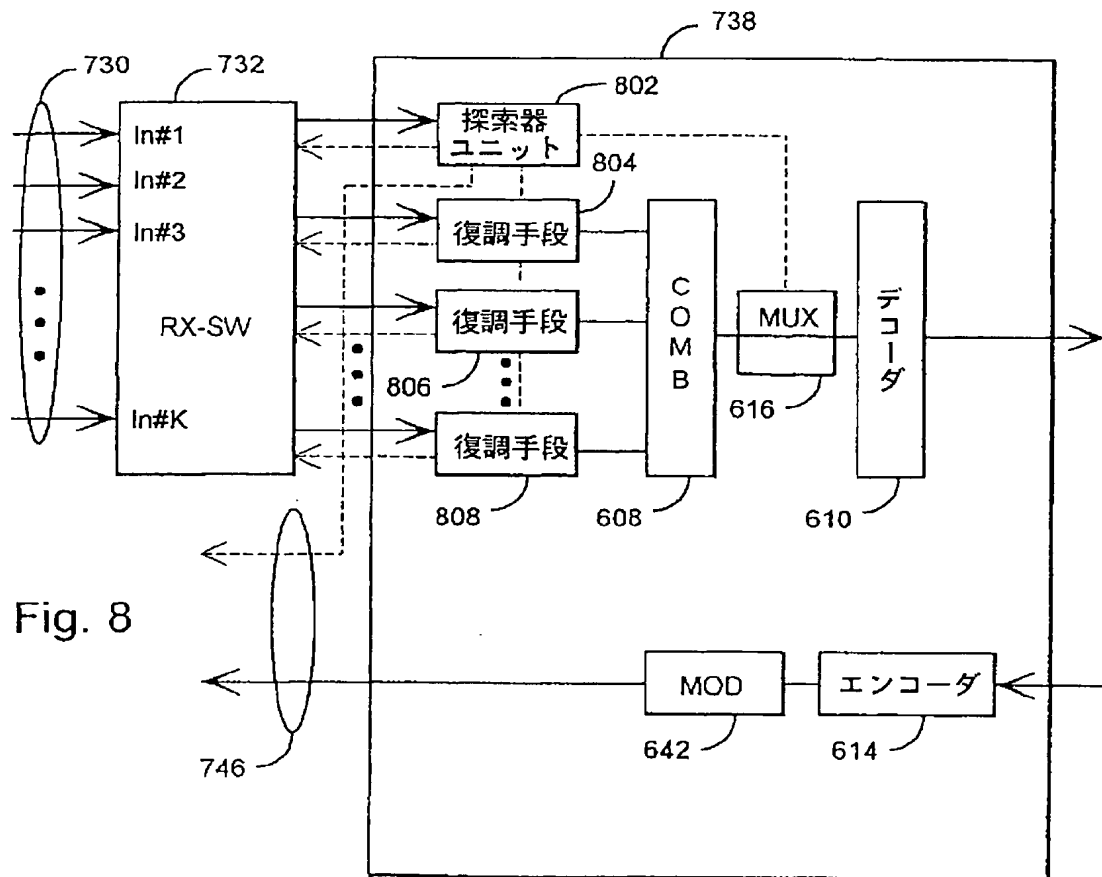


Fig. 5

【図8】



【図6】

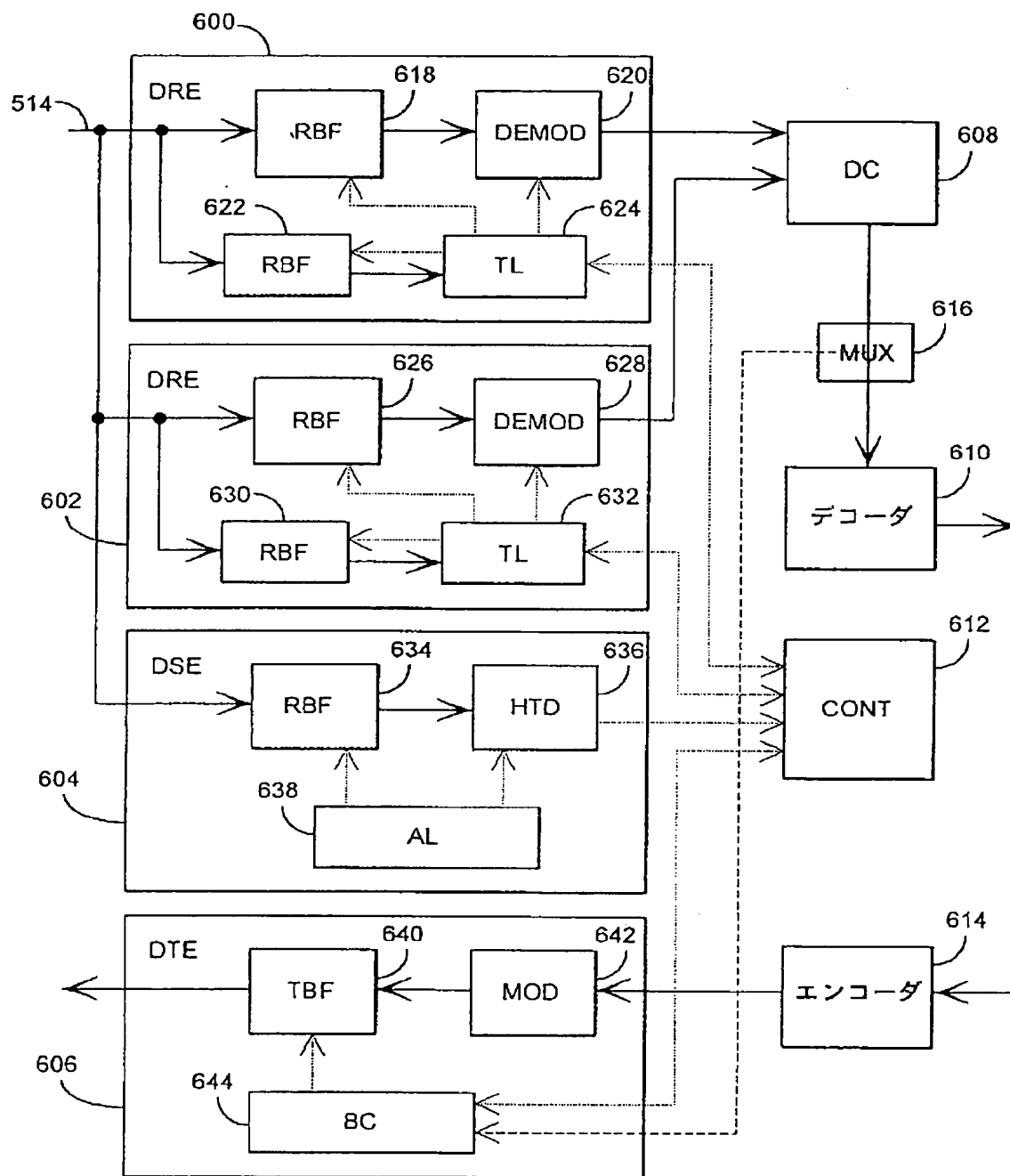


Fig. 6

【図7】

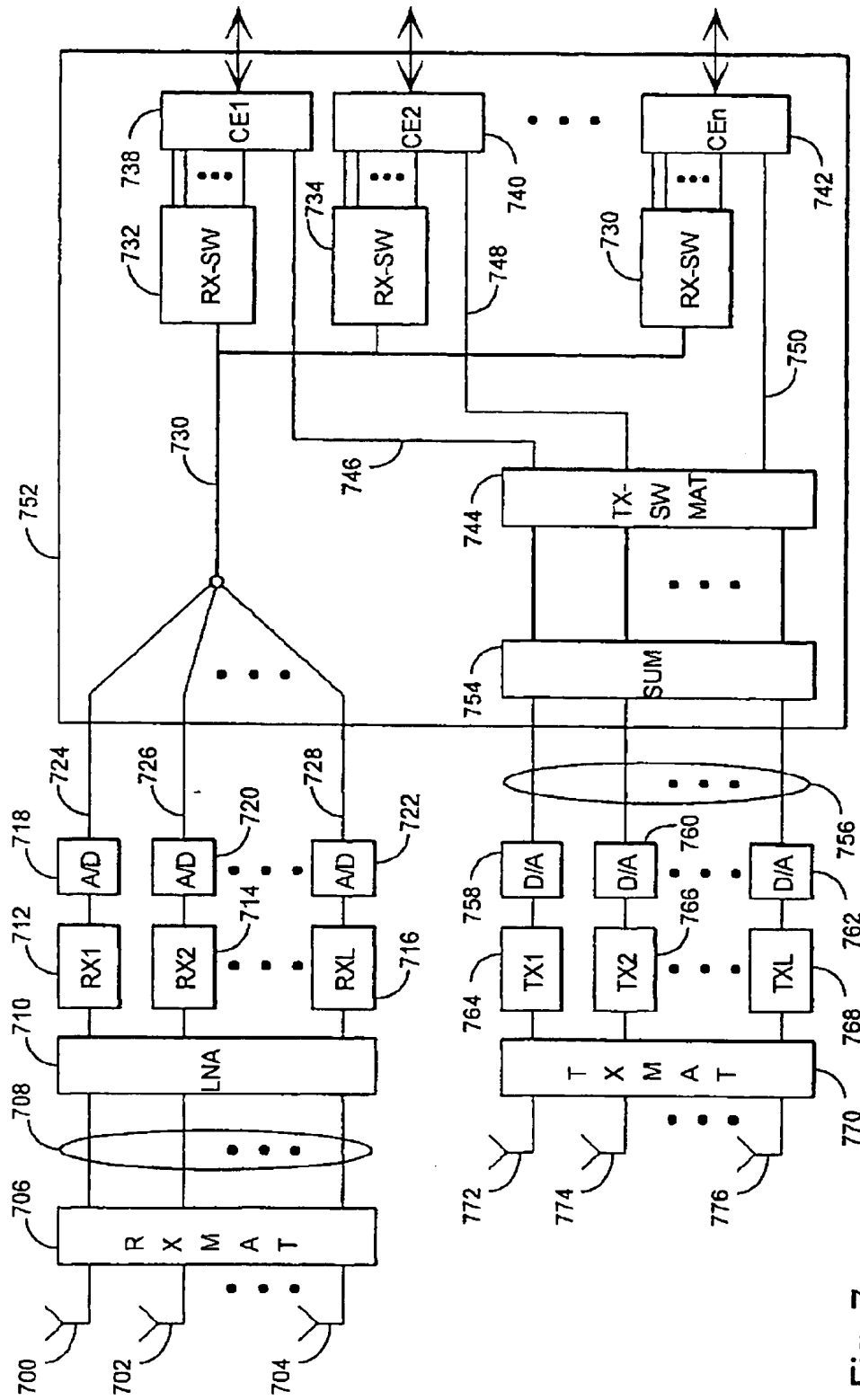


Fig. 7

【図9】

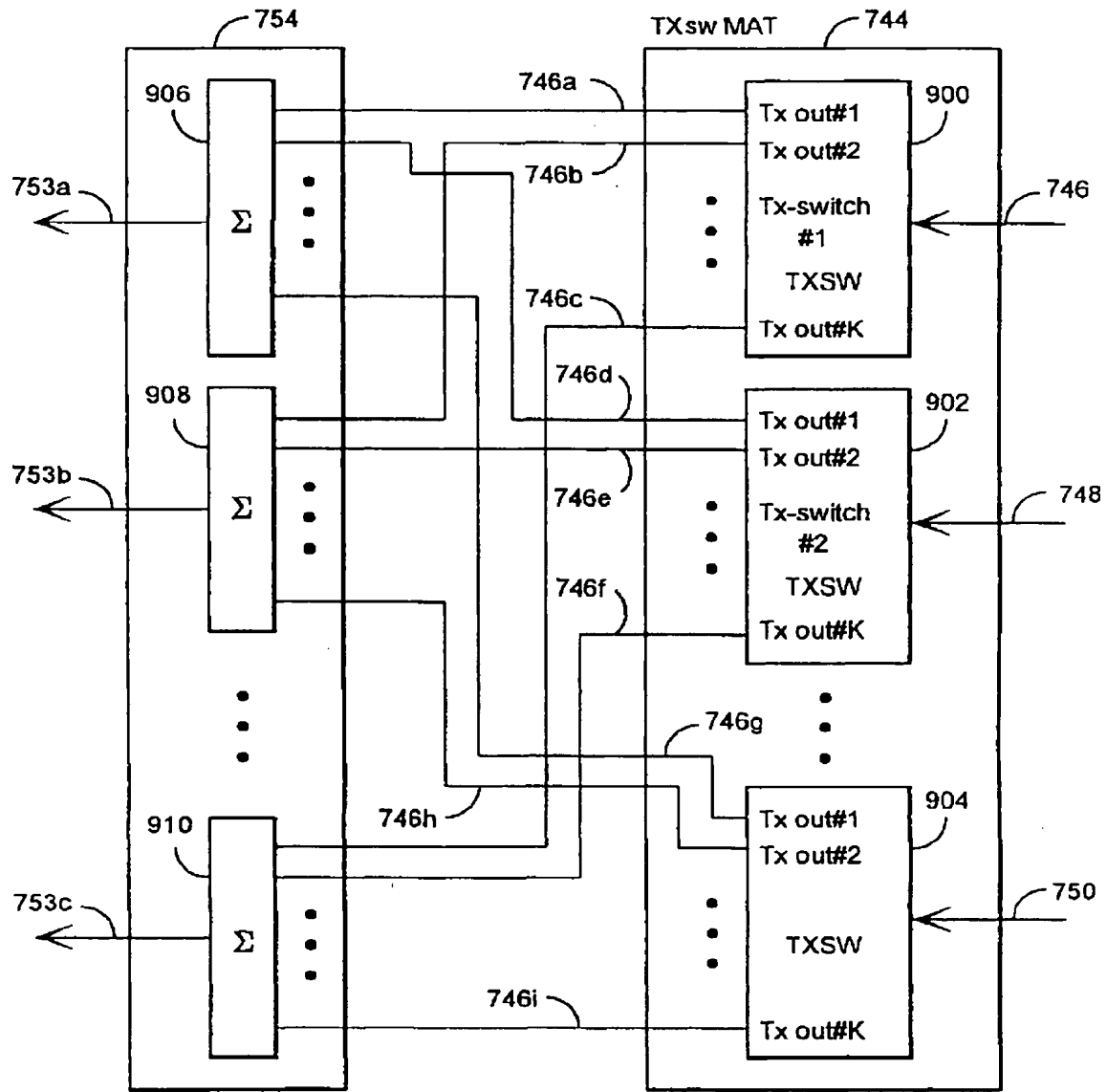


Fig. 9

【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/FI 96/00289

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER		
IPC6: H04B 7/04 According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED		
Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)		
IPC6: H04B		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
SE,DK,FI,NO classes as above		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US 5095535 A (T.A. FREEBURG), 10 March 1992 (10.03.92), column 5, line 24 - column 9, line 7	1-7, 15-19, 21
A	--	8-14, 20
A	EP D249292 A2 (PHILIPS ELECTRONICS AND ASSOCIATED INDUSTRIES LIMITED), 16 December 1987 (16.12.87), claim 1	1-21
A	US 5127025 A (K. OKANOUE), 30 June 1992 (30.06.92), claims 1,5, abstract	1-21
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input checked="" type="checkbox"/> See patent family annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier document but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "&" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search		Date of mailing of the international search report
16 August 1996		28-08-1996
Name and mailing address of the ISA: Swedish Patent Office Box 5055, S-102 42 STOCKHOLM Facsimile No. +46 8 666 02 86		Authorized officer: Mikael Sollerhed Telephone No. +46 8 782 25 00

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/FI 96/00289

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 5303240 A (J.A. BORRAS ET AL), 12 April 1994 (12.04.94), column 1, line 1 - line 61, abstract -- -----	1-21

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

31/07/96

International application No.

PCT/FI 96/00289

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US-A- 5095535	10/03/92	AT-T- 122512	15/05/95
		AU-B- 615305	26/09/91
		AU-A- 3607489	01/02/90
		CA-A- 1327836	15/03/94
		CN-B- 1023177	15/12/93
		DE-D, T- 68922536	18/01/96
		EP-A, B- 0352787	31/01/90
		ES-T- 2072876	01/08/95
		JP-A- 2079628	20/03/90
EP-A2- 0249292	16/12/87	AU-B- 597220	24/05/90
		AU-A- 7407487	17/12/87
		GB-A- 2191649	16/12/87
		JP-A- 63036170	16/02/88
		US-A- 4797679	10/01/89
		GB-A- 2191650	16/12/87
US-A- 5127025	30/06/92	AU-B- 617942	05/12/91
		AU-A- 5460590	08/11/90
		CA-A, C- 2015843	02/11/90
		DE-D, T- 69024525	15/05/96
		EP-A, B- 0396101	07/11/90
		SE-T3- 0396101	
		JP-A- 3072725	27/03/91
US-A- 5303240	12/04/94	AU-A- 2310092	11/02/93
		CA-A- 2110712	21/01/93
		EP-A- 0636289	01/02/95
		WO-A- 9301663	21/01/93

フロントページの続き

(81)指定国 EP(AT, BE, CH, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AP(KE, LS, MW, SD, SZ, UG), UA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), AL, AM, AT, AU, AZ, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, GB, GE, HU, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, TJ, TM, TR, TT, UA, UG, US, UZ, VN

(72)発明者 ライホ ステッフェンス ヤーナ
フィンランド エフイーエン-02880 ヴ
エイッコラ メーニステーンティエ 4ベ
ー3